

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-027053

(43)Date of publication of application : 29.01.1999

Best Available Copy

(51)Int.Cl.

H03D 7/12
H03D 7/14
H03F 3/45

(21)Application number : 09-173360

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 30.06.1997

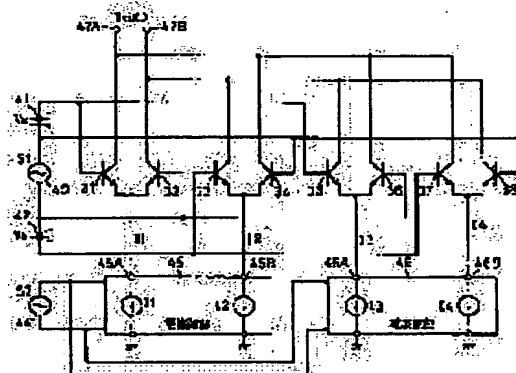
(72)Inventor : IIDA YUKIO

(54) HIGHER HARMONIC MIXER CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a higher harmonic mixer circuit which is suitable to an entire integrated circuit and is not easily affected by the temperature change by supplying a 1st signal together with the prescribed offset voltage and also a 2nd signal and acquiring the multiplied output of the 2nd signal and the signal having the frequency double as high as the that of the 1st signal at a pair of output terminals.

SOLUTION: This mixer circuit includes the transistors TR 31 to 38, the DC voltage sources 41 and 42, the current source parts 45 and 46, etc. The voltage obtained by subtracting offset voltage V_k from voltage V_1 (t) of a 1st signal S_1 is supplied between the bases of the 1st and 2nd TR 31 and 32 and also between the bases of the 5th and 6th TR 35 and 36. On the other hand, the voltage obtained by adding the voltage V_k to the voltage V_1 (t) is supplied between the bases of the 3rd and 4th TR 33 and 34 and also between the bases of the 7th and 8th TR 37 and 38 respectively.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

03.10.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C): 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-27053

(43) 公開日 平成11年(1999) 1月29日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 3 D 7/12

H 0 3 D 7/12

D

7/14

7/14

A

H 0 3 F 3/45

H 0 3 F 3/45

Z

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平9-173360

(22) 出願日 平成9年(1997) 6月30日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 飯田 幸生

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニ

ー株式会社内

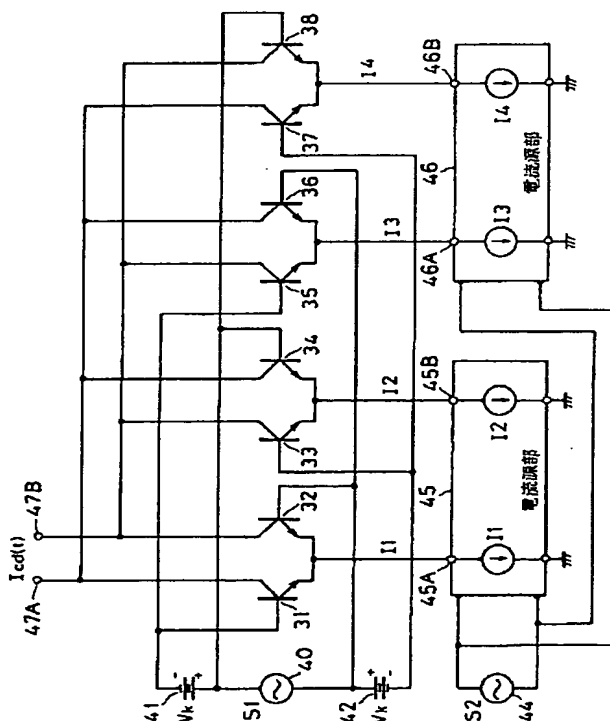
(74) 代理人 弁理士 神原 貞昭

(54) 【発明の名称】 高調波ミキサ回路

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 集積回路化に好適であって、かつ、温度変化の影響を受け難いものとなす。

【解決手段】 差動対を形成するトランジスタ31~38を備え、第1及び第2(第3及び第4)のトランジスタのベース間及び第5及び第6(第7及び第8)のトランジスタのベース間に第1の信号の電圧から(に)所定のオフセット電圧が減じ(加え)られて得られる電圧が供給され、第1及び第2(第5及び第6)のトランジスタのエミッタ及び第3及び第4(第7及び第8)のトランジスタのエミッタが、第2の信号(位相反転された第2の信号)によって変調される差動電流を生じさせる一対の電流端子に夫々接続され、夫々のコレクタが共通接続されて、一対の出力端子47A、47Bが形成される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】エミッタが共通接続されて第 1 の差動対を形成する第 1 及び第 2 のトランジスタ、エミッタが共通接続されて第 2 の差動対を形成する第 3 及び第 4 のトランジスタ、エミッタが共通接続されて第 3 の差動対を形成する第 5 及び第 6 のトランジスタ、及び、エミッタが共通接続されて第 4 の差動対を形成する第 7 及び第 8 のトランジスタが設けられたもとで、

上記第 1 及び第 2 のトランジスタの夫々のベース間及び上記第 5 及び第 6 のトランジスタの夫々のベース間に、第 1 の信号の電圧から所定のオフセット電圧が減じられて得られる電圧が供給され、

上記第 3 及び第 4 のトランジスタの夫々のベース間及び上記第 7 及び第 8 のトランジスタの夫々のベース間に、上記第 1 の信号の電圧に所定のオフセット電圧が加えられて得られる電圧が供給され、

上記第 1 及び第 2 のトランジスタの共通接続されたエミッタ及び上記第 3 及び第 4 のトランジスタの共通接続されたエミッタが、第 2 の信号によって変調される一対の差動電流を夫々生じさせる一対の電流端子に夫々接続され、

上記第 5 及び第 6 のトランジスタの共通接続されたエミッタ及び上記第 7 及び第 8 のトランジスタの共通接続されたエミッタが、位相反転された上記第 2 の信号によって変調される一対の差動電流を夫々生じさせる一対の電流端子に夫々接続され、

上記第 1、第 4、第 6 及び第 7 のトランジスタの夫々のコレクタが共通接続されて第 1 の共通接続点が形成されるとともに、上記第 2、第 3、第 5 及び第 8 のトランジスタの夫々のコレクタが共通接続されて第 2 の共通接続点が形成されて、該第 1 及び第 2 の共通接続点が、上記第 1 の信号の周波数の 2 倍の周波数を有した信号と上記第 2 の信号との乗算出力信号が得られる出力端子とされることを特徴とする高調波ミキサー回路。

【請求項 2】第 1 及び第 2 のトランジスタの共通接続されたエミッタ及び第 3 及び第 4 のトランジスタの共通接続されたエミッタが、一対の電流端子を有し該一対の電流端子に、第 2 の信号の電圧が大である程大とされる電流と上記第 2 の信号の電圧が大である程小とされる電流を夫々生じさせる電流源部に接続されるとともに、第 5 及び第 6 のトランジスタの共通接続されたエミッタ及び第 7 及び第 8 のトランジスタの共通接続されたエミッタが、一対の電流端子を有し該一対の電流端子に、位相反転された第 2 の信号の電圧が大である程大とされる電流と上記位相反転された第 2 の信号の電圧が大である程小とされる電流を夫々生じさせる電流源部に接続されることを特徴とする請求項 1 記載の高調波ミキサー回路。

【請求項 3】第 2 の信号が帯域信号であって、第 1 の信号の周波数の 2 倍の周波数と上記第 2 の信号の搬送波周波数とが実質的に等しくされることを特徴とする請求項

1 または 2 記載の高調波ミキサー回路。

【請求項 4】第 1 のトランジスタから第 8 のトランジスタまでの 8 個のトランジスタが、各々のエミッタ領域面積が実質的に等しいものとされることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の高調波ミキサー回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本願に係る発明は、第 1 の信号と第 2 の信号とが供給されて、第 1 の信号の周波数の 2 倍の周波数を有した信号と第 2 の信号との乗算出力信号が得られる高調波ミキサー回路に関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信機の分野においては、アンテナを通じた受信信号と所定の周波数を有した局部発振信号とをミキサー回路に供給し、ミキサー回路によって受信信号をその周波数と局部発振信号の周波数との差の周波数を有した中間周波信号に変換する、スーパーヘテロダイン受信を行うものが主流となっている。このようなスーパーヘテロダイン受信には、イメージ妨害の問題が伴い、その対策のため、スーパーヘテロダイン受信が行われる場合には、通常、イメージ抑圧フィルタを備えることが必要とされる。このイメージ抑圧フィルタは、無線通信機における受信部の小型化に支障をきたすものとなる。

【0003】それゆえ、無線通信機における受信部のより一層の小型化及び軽量化を図るべく、受信部を、アンテナを通じた受信信号と受信信号の搬送波周波数と等しい周波数を有した局部発振信号とをミキサー回路に供給し、ミキサー回路によって受信信号を直接にベースバンド信号に変換する、直接変換方式による受信を行うものとなすことが知られている。直接変換方式による受信が行われる場合には、スーパーヘテロダイン受信が行われる場合に必要とされるイメージ抑圧フィルタを備えることが不要とされる。

【0004】しかしながら、直接変換方式による受信が行われる場合には、ミキサー回路に受信信号と共に供給される、受信信号の搬送波周波数と等しい周波数を有した局部発振信号がアンテナ側に漏洩し、ミキサー回路において漏洩した局部発振信号に起因する自己検波が行われて、自己検波による干渉が生じるという問題がある。そこで、このような問題を回避すべく、直接変換方式による受信を行うにあたり、受信信号をベースバンド信号に変換するミキサー回路を、第 1 の信号と第 2 の信号とが供給されて、第 1 の信号の周波数の 2 倍の周波数を有した信号と第 2 の信号との乗算出力信号が得られるものとされる高調波ミキサー回路を用い、その高調波ミキサー回路に、受信信号の周波数の $1/2$ の周波数を有した局部発振信号を第 1 の信号として供給するとともに、受信信号を第 2 の信号として供給し、乗算出力信号として受信信号に基づくベースバンド信号を得るようになすこ

とが提案されている。

【0005】図5は、上述の如くの直接変換方式による受信に適用することができる、従来提案されている高調波ミキサ回路を示す。この図5に示される高調波ミキサ回路にあつては、互いに逆向きにされて並列に接続された一対のダイオード11及び12が備えられており、ダイオード11とダイオード12との並列接続の一端部13及び他端部14に、夫々、短絡スタブ15と開放スタブ16とが接続されている。

【0006】そして、ダイオード11とダイオード12との並列接続の一端部13に、信号源17からの第1の信号S1が供給されるとともに、ダイオード11とダイオード12との並列接続の他端部14に、信号源18からの第2の信号S2が、信号源インピーダンス19を通じて供給される。その際、第1の信号S1及び第2の信号S2の各々は正弦波信号であつて、第1の信号S1の周波数 ω_1 が第2の信号S2の周波数 ω_2 の $1/2$ ($\omega_1 = \omega_2 / 2$) とされ、また、短絡スタブ15及び開放スタブ16の夫々の長さは、第1の信号S1の波長の $1/4$ に相当するものに選定され、従つて、第2の信号S2の波長の $1/2$ に相当する。

【0007】このようなもつて、第1の信号S1の電圧 $V_1(t)$ 及び第2の信号S2の電圧 $V_2(t)$ は、下記の数1及び数2のようにあらわされる。

【0008】

$$\text{【数1】 } V_1(t) = v_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t)$$

【0009】

$$\text{【数2】 } V_2(t) = v_2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)$$

【0010】上記数1及び数2において、 $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1$ 、 $\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_2$ であり、また、 $v_1 \gg v_2$ であつて、例えば、ダイオード11及び12の夫々の順方向電圧を V_f として、 $v_1 = \sqrt{2} \cdot V_f$ とされる。

【0011】短絡スタブ15は、第1の信号S1に対しては開放線路として作用し、また、開放スタブ16は、第1の信号S1に対しては短絡線路として作用するので、ダイオード11とダイオード12との並列接続の一端部13に供給された第1の信号S1は、ダイオード11とダイオード12との並列接続の他端部14に接続された信号源18側に漏出することなく、ダイオード11とダイオード12との並列接続の両端間、即ち、一端部13と他端部14との間に印加される。それにより、ダイオード11とダイオード12との並列接続を流れる電流 $I_{dp}(t)$ は、下記の数3のようにあらわされる。

【0012】

$$\text{【数3】 } I_{dp}(t) = I_s \cdot \exp[V_1(t)/V_T] - I_s \cdot \exp[-V_1(t)/V_T]$$

【0013】上記数3において、 I_s はダイオード11及び12の夫々の逆方向飽和電流であり、また、 V_T は熱電圧である。

【0014】ダイオード11とダイオード12との並列

接続は、抵抗が動的変化をするものとされた抵抗素子と考えられ、その動的変化抵抗 $R_d(t)$ は、下記の数4のようにあらわされる。

【0015】

$$\text{【数4】 } R_d(t) = V_1(t) / I_{dp}(t)$$

【0016】一方、開放スタブ16は、第1の信号S1の周波数 ω_1 の2倍の周波数 ω_2 を有した第2の信号S2に対しては開放線路として作用し、また、短絡スタブ15は、第2の信号S2に対しては短絡線路として作用する。さらに、チョークコイル20は、第2の信号S2に対して高インピーダンスを呈する。それゆゑ、ダイオード11とダイオード12との並列接続の他端部14に信号源インピーダンス19を通じて供給される第2の信号S2は、ダイオード11とダイオード12との並列接続を通じて短絡スタブ15に流出する。

【0017】ここで、ダイオード11とダイオード12の並列接続を動的変化抵抗 $R_d(t)$ を有した抵抗素子21として考えると、信号源18からの第2の信号S2は、図6に示される如くに、信号源インピーダンス19と抵抗素子21とによる分圧回路に供給されることになる。そして、抵抗素子21の両端間に得られる第2の信号S2についての分圧成分 S_d が、チョークコイル20を通じ、乗算出力信号として出力端子22に導出される。

【0018】信号源インピーダンス19と抵抗素子21とによる分圧回路における抵抗素子21についての分圧比 $N(t)$ は、信号源インピーダンス19の値を R_s として、下記の数5のようにあらわされる。

【0019】

$$\text{【数5】 } N(t) = R_d(t) / (R_s + R_d(t))$$

【0020】抵抗素子21の動的変化抵抗 $R_d(t)$ は、数4からして、第1の信号S1の周波数 ω_1 の2倍の周波数($2 \cdot \omega_1$)をもつて変化するので、分圧比 $N(t)$ も第1の信号S1の周波数 ω_1 の2倍の周波数($2 \cdot \omega_1$)をもつて変化する。図7は、信号源インピーダンス19の抵抗値が 50Ω である場合における分圧比 $N(t)$ を実線をもつて示し、第1の信号S1の電圧 $V_1(t)$ を破線をもつて示す。

【0021】そして、信号源18からの第2の信号S2が信号源インピーダンス19と抵抗素子21とによる分圧回路に供給されることにより、抵抗素子21の両端間に得られる第2の信号S2についての分圧成分 S_d の電圧 $V_{dp}(t)$ は、下記の数6のようにあらわされる。

【0022】

$$\text{【数6】 } V_{dp}(t) = V_2(t) \cdot N(t)$$

【0023】分圧比 $N(t)$ は、理想的には周波数を $2 \cdot \omega_1$ 、即ち、第1の信号S1の周波数 ω_1 の2倍とし、デューティ・ファクタを50%とする矩形波パルス波形を有する信号となるので、分圧成分 S_d 、即ち、出力端子22に導出される乗算出力信号は、第1の信号S1の

周波数の2倍の周波数を有する信号と第2の信号S2とが乗算されて得られる信号となる。

【0024】分周比N(t)についての理想的な矩形波パルス波形は、フーリエ級数を用いてあらわすと下記の数

$$N(t) = 1/2 - \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n \cdot \pi/2) \cdot \cos(2 \cdot n \cdot \omega_1 \cdot t) \cdot 2/(n \cdot \pi)$$

【0026】また、抵抗素子21の両端間に得られる第2の信号S2についての分圧成分Sdである乗算出力信号の電圧Vdp(t)は、理想的には下記の数8のように

$$\begin{aligned} V_{dp}(t) &= \left\{ 1/2 - \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n \cdot \pi/2) \cdot \cos(2 \cdot n \cdot \omega_1 \cdot t) \cdot 2/(n \cdot \pi) \right\} \\ &\quad \cdot v_2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \\ &= v_2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) / 2 \\ &\quad - \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \sin(n \cdot \pi/2) \cdot v_2 \right. \\ &\quad \cdot [\cos\{(2 \cdot n \cdot \omega_1 + \omega_2) \cdot t\} \\ &\quad \left. + \cos\{(2 \cdot n \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t\}] \right\} / (n \cdot \pi) \end{aligned}$$

【0028】上記数8において、n=1とされるとき、第1の信号S1の周波数の2倍の周波数を有する信号と第2の信号S2との乗算出力信号が得られ、第2の信号S2が帯域信号である場合には、そのベースバンド信号が乗算出力信号として得られる。

【0029】

【発明が解決しようとする課題】上述の図5に示される従来提案されている高調波ミキサ回路は、その構成において、逆向きとされた一対のダイオード11とダイオード12との並列接続の両端部に、短絡スタブ15と開放スタブ16とが夫々接続されているので、その全体の集積回路化には適していない。即ち、短絡スタブ15及び開放スタブ16の夫々は、第1の信号S1の波長の1/4に相当する長さを有するものとされるが、第1の信号S1が、例えば、携帯無線電話システムに用いられている準マイクロ波とされる場合にあっては、短絡スタブ15及び開放スタブ16の長さは比較的大とされることになり、短絡スタブ15及び開放スタブ16を含めた高調波ミキサ回路全体を集積回路化することが困難とされるのである。

【0030】また、図5に示される従来提案されている高調波ミキサ回路にあっては、第1の信号S1の振幅v1が、例えば、 $\sqrt{2} \cdot V_f$ (Vfはダイオード11及び12の夫々の順方向電圧)とされているが、順方向電圧Vfは、通常、例えば、 $-1.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 程度の温度係数を伴うものとなる。従って、仮に順方向電圧値Vfの温度係数が $-1.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ であるとする、例えば、 -20°C から 80°C までの温度変化範囲においては、順方向電圧Vfが 150 mV も変化してしまうことになる。斯かるもとにあっては、例えば、低温時あるいは高温時において、図6に示される如くの、第2の信号

7の如くである。

【0025】

【数7】

あらわされる。

【0027】

【数8】

S2に対しての信号源インピーダンス19と抵抗素子21 (ダイオード11とダイオード12との並列接続) とによる分圧回路における抵抗素子21についての分圧比N(t)が大幅に変動することになって、その波形が、例えば、図8に示される如く、デューティ・ファクタを50%とする矩形波パルス波形という理想的なものとは著しく異なったものとされる。その結果、抵抗素子21の両端間に得られる第2の信号S2についての分圧成分Sd、即ち、チョークコイル20を通じて出力端子22に導出される乗算出力信号に関する周波数変換利得が低下してしまうという不都合が生じる。

【0031】斯かる点に鑑み、本願の特許請求の範囲における請求項1から請求項4までのいずれかに記載された発明は、第1の信号と第2の信号とが供給されて、第1の信号の周波数の2倍の周波数を有した信号と第2の信号との乗算出力信号が得られるものとされるにあたり、全体の集積回路化に好適であって、かつ、温度変化の影響を受け難いものとされる高調波ミキサ回路を提供する。

【0032】

【課題を解決するための手段】本願の特許請求の範囲における請求項1から請求項4までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサ回路は、エミッタが共通接続されて第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタ、エミッタが共通接続されて第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタ、エミッタが共通接続されて第3の差動対を形成する第5及び第6のトランジスタ、及び、エミッタが共通接続されて第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタが設けられ、第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタの夫々のベース間及び第3の差動対を形成する第5及び第6の

トランジスタの夫々のベース間に、第1の信号の電圧から所定のオフセット電圧が減じられて得られる電圧が供給されるとともに、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタの夫々のベース間及び第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタの夫々のベース間に、第1の信号の電圧に所定のオフセット電圧が加えられて得られる電圧が供給され、また、第1及び第2のトランジスタの共通接続されたエミッタ及び第3及び第4のトランジスタの共通接続されたエミッタが、第2の信号によって変調される一対の差動電流を夫々生じさせる一対の電流端子に夫々接続されるとともに、第5及び第6のトランジスタの共通接続されたエミッタ及び第7及び第8のトランジスタの共通接続されたエミッタが、位相反転された第2の信号によって変調される一対の差動電流を夫々生じさせる一対の電流端子に夫々接続されるものとされる。そして、斯かるもとで、第1、第4、第6及び第7のトランジスタの夫々のコレクタが共通接続されて第1の共通接続点が形成されるとともに、第2、第3、第5及び第8のトランジスタの夫々のコレクタが共通接続されて第2の共通接続点が形成されて、これらの第1及び第2の共通接続点が、第1の信号の周波数の2倍の周波数を有した信号と第2の信号との乗算出力信号が得られる一対の出力端子とされる。

【0033】このように構成される本願の特許請求の範囲における請求項1から請求項4までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサー回路にあっては、第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタの共通接続されたエミッタ、及び、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタの共通接続されたエミッタを、第2の信号によって変調された一対の差動電流が夫々流れ、また、第3の差動対を形成する第5及び第6のトランジスタの共通接続されたエミッタ、及び、第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタの共通接続されたエミッタを、第2の信号によって変調された一対の差動電流が夫々流れる。そして、第1及び第2のトランジスタの夫々のベース間及び第5及び第6のトランジスタの夫々のベース間に、第1の信号の電圧から所定のオフセット電圧が減じられて得られる電圧が供給され、また、第3及び第4のトランジスタの夫々のベース間及び第7及び第8のトランジスタの夫々のベース間に、第1の信号の電圧から所定のオフセット電圧が減じられて得られる電圧が供給される。

【0034】それにより、第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタのうちの第1のトランジスタ、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタのうちの第4のトランジスタ、第3の差動対を形成する第5及び第6のトランジスタのうちの第6のトランジスタ、及び、第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタのうちの第7のトランジスタの夫々のコレクタ電流の総和と、第1の差動対を形成する第1及び第2の

トランジスタのうちの第2のトランジスタ、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタのうちの第3のトランジスタ、第3の差動対を形成する第5及び第6のトランジスタのうちの第5のトランジスタ、及び、第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタのうちの第8のトランジスタの夫々のコレクタ電流の総和との差の電流は、第1の信号の周波数の2倍の周波数を有する信号と第2の信号との乗算結果をあらわすものとされる。そして、この第1、第4、第6及び第7のトランジスタの夫々のコレクタ電流の総和と第2、第3、第5及び第8のトランジスタの夫々のコレクタ電流の総和との差の電流は、一対の出力端子に導出される。

【0035】従って、本願の特許請求の範囲における請求項1から請求項4までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサー回路にあっては、第1の信号が所定のオフセット電圧を伴って供給されるとともに第2の信号が供給されて、一対の出力端子に、第1の信号の周波数の2倍の周波数を有した信号と第2の信号との乗算出力信号が得られることになる。そして、第1の信号が、第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタの共通接続されたエミッタ、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタの共通接続されたエミッタ、第3の差動対を形成する第5及び第6のトランジスタの共通接続されたエミッタ、及び、第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタの共通接続されたエミッタを夫々流れる電流を変調する事態は生じないことになり、第1～第4の作動対において自己検波による干渉が生じるという問題はない。

【0036】このような本願の特許請求の範囲における請求項1から請求項4までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサー回路は、開放スタブ及び短絡スタブのいずれも備える必要がないので、その全体の集積回路化に好適である。また、所定のオフセット電圧はダイオードの順方向電圧とは無関係に設定され、それにより、ダイオードの順方向電圧の温度変化により周波数変換利得が低下してしまうという問題は生じない。

【0037】

【発明の実施の形態】図1は、本願の特許請求の範囲における請求項1から請求項4までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサー回路の一例を示す。

【0038】図1に示される例においては、エミッタが共通接続されて第1の差動対を形成する第1のトランジスタ31及び第2のトランジスタ32、エミッタが共通接続されて第2の差動対を形成する第3のトランジスタ33及び第4のトランジスタ34、エミッタが共通接続されて第3の差動対を形成する第5のトランジスタ35及び第6のトランジスタ36、及び、エミッタが共通接続されて第4の差動対を形成する第7のトランジスタ37及び第8のトランジスタ38が設けられている。これらの第1～第8のトランジスタ31～38は、それらの

いずれもがNPN形とされており、また、各々のエミッタ領域面積が実質的に等しくされている。

【0039】第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタ31及び32の各々のベース間、及び、第3の差動対を形成する第5及び第6のトランジスタ35及び36の各々のベース間には、それらに対して共通に、第1の信号S1を発する信号源40とオフセット電圧V_kを供給する直流電源41とが直列に接続されている。また、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタ33及び34の各々のベース間、及び、第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタ37及び38の各々のベース間には、それらに対して共通に、信号源40とオフセット電圧V_kを供給する直流電源42とが直列に接続されている。

【0040】第1の信号S1は、例えば、周波数 ω_1 を有した正弦波信号であって、その電圧V₁(t)は前述の数1によりあらわされるものとされる。そして、第1及び第2のトランジスタ31及び32の各々のベース間及び第5及び第6のトランジスタ35及び36の各々のベース間に共通に配された信号源40と直流電源41とは、信号源40が発する第1の信号S1の電圧V₁(t)から直流電源41が供給するオフセット電圧V_kが減じられることになる極性をもって、直列接続されている。それにより、第1及び第2のトランジスタ31及び32の各々のベース間及び第5及び第6のトランジスタ35及び36の各々のベース間の夫々には、第1の信号S1の電圧V₁(t)からオフセット電圧V_kが減じられて得られる電圧が供給されることになる。

【0041】一方、第3及び第4のトランジスタ33及び34の各々のベース間及び第7及び第8のトランジスタ37及び38の各々のベース間に共通に配された信号源40と直流電源42とは、信号源40が発する第1の信号S1の電圧V₁(t)に直流電源42が供給するオフセット電圧V_kが加えられることになる極性をもって、直列接続されている。それにより、第3及び第4のトランジスタ33及び34の各々のベース間及び第7及び第8のトランジスタ37及び38の各々のベース間の夫々には、第1の信号S1の電圧V₁(t)にオフセット電圧V_kが加えられて得られる電圧が供給されることになる。

【0042】また、図1に示される例にあっては、第2の信号S2を発する信号源44が接続された電流源部45と電流源部46とが設けられている。第2の信号S2は、例えば、第1の信号S1の周波数 ω_1 の2倍に相当する周波数 ω_2 を有した正弦波信号であって、その電圧V₂(t)は前述の数2によりあらわされるものとされる。

【0043】電流源部45は、電流端子45A及び45Bを有しており、信号源44が発する第2の信号S2によって変調される一対の差動電流である電流I₁及び電

流I₂を、電流端子45A及び45Bに夫々生じさせる。電流I₁は、例えば、第2の信号S2の電圧V₂(t)が大である程大とされ、また、電流I₂は、例えば、第2の信号S2の電圧V₂(t)が大である程小とされる。

【0044】そして、電流源部45における電流端子45A及び45Bには、第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタ31及び32の各々における共通接続されたエミッタ、及び、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタ33及び34の各々における共通接続されたエミッタが、夫々接続されている。それにより、共通接続された第1のトランジスタ31のエミッタ及び第2のトランジスタ32のエミッタには電流I₁が分流して流れ、また、共通接続された第3のトランジスタ33のエミッタ及び第4のトランジスタ34のエミッタには電流I₂が分流して流れる。

【0045】電流源部46は、電流端子46A及び46Bを有しており、信号源44が発する第2の信号S2によって変調される一対の差動電流である電流I₃及び電流I₄を、電流端子46A及び46Bに夫々生じさせる。電流I₃は、例えば、第2の信号S2の電圧V₂(t)が大である程小とされ、また、電流I₄は、例えば、第2の信号S2の電圧V₂(t)が大である程大とされる。

【0046】そして、電流源部46における電流端子46A及び46Bには、第3の差動対を形成する第5及び第6のトランジスタ35及び36の各々における共通接続されたエミッタ、及び、第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタ37及び38の各々における共通接続されたエミッタが、夫々接続されている。それにより、共通接続された第5のトランジスタ35のエミッタ及び第6のトランジスタ36のエミッタには電流I₃が分流して流れ、また、共通接続された第7のトランジスタ37のエミッタ及び第8のトランジスタ38のエミッタには電流I₄が分流して流れる。

【0047】さらに、図1に示される例にあっては、第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタ31及び32のうちの第1のトランジスタ31のコレクタ、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタ33及び34のうちの第4のトランジスタ34のコレクタ、第3の差動対を形成する第5及び第6のトランジスタ35及び36のうちの第6のトランジスタ36のコレクタ、及び、第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタ37及び38のうちの第7のトランジスタ37のコレクタが共通接続されて、その共通接続点から出力端子47Aが導出されている。また、第1の差動対を形成する第1及び第2のトランジスタ31及び32のうちの第2のトランジスタ32のコレクタ、第2の差動対を形成する第3及び第4のトランジスタ33及び34のうちの第3のトランジスタ33のコレクタ、第4の差動

対を形成する第5及び第6のトランジスタ35及び36のうちの第5のトランジスタ35のコレクタ、及び、第4の差動対を形成する第7及び第8のトランジスタ37及び38のうちの第8のトランジスタ38のコレクタが共通接続されて、その共通接続点から出力端子47Bが導出されている。これら出力端子47A及び47Bは、対を成している。

【0048】このようなもとで、電流源部45と電流源部46とは、実質的に同等の特性を備えていて、信号源44からの第2の信号S2の電圧が0であるとき、電流I1、I2、I3及びI4の夫々として直流電流I0を発生し、また、電流I1、I2、I3及びI4の形成にあたっての相互コンダクタンスgmを有するものとされる。

【0049】電流源部45における電流端子45A及び45Bに夫々得られる電流I1及びI2の夫々の値I1(t)及びI2(t)と、電流源部46における電流端子46A及び46Bに夫々得られる電流I3及びI4の夫々の値I3(t)及びI4(t)とは、下記の数9によってあらわされる。

【0050】

$$\text{【数9】 } I_1(t) = I_0 / 2 + g_m \cdot V_2(t)$$

$$I_2(t) = I_0 / 2 - g_m \cdot V_2(t)$$

$$I_3(t) = I_0 / 2 - g_m \cdot V_2(t)$$

$$I_4(t) = I_0 / 2 + g_m \cdot V_2(t)$$

【0051】第1～第8のトランジスタ31～38の夫々について、そのコレクタ電流をIc、ベース-エミッタ間電圧をVBE、逆方向コレクタ飽和電流をIs、熱電圧をVT (VT = k・T/q、kはボルツマン係数、Tは絶対温度、qは電子の単位電荷) とすると、下記の数10により示される関係が成立する。

【0052】

$$\begin{aligned} I_{cd}(t) &= (I_{c1}(t) + I_{c4}(t) + I_{c6}(t) + I_{c7}(t)) \\ &\quad - (I_{c2}(t) + I_{c3}(t) + I_{c5}(t) + I_{c8}(t)) \\ &= 2 \cdot g_m \cdot V_2(t) \\ &\quad \cdot [\tanh \{ (V_1(t) - V_k) / 2 \cdot V_T \} \\ &\quad \quad - \tanh \{ (V_1(t) + V_k) / 2 \cdot V_T \}] \end{aligned}$$

【0057】ここで、上記数12における tanh の項を下記の数13に示される如くの、第1の信号S1の電圧V1(t)とオフセット電圧Vkとの関数F{V1(t), Vk}とする。

【0058】

$$\text{【数13】 } F\{V_1(t), V_k\} = \tanh \{ (V_1(t) - V_k) / 2 \cdot V_T \} - \tanh \{ (V_1(t) + V_k) / 2 \cdot V_T \}$$

【0059】関数F{V1(t), Vk}は、例えば、図2に示される如く、オフセット電圧VkがVTの4倍以上の場合、第1の信号S1の電圧V1(t)の負から正への変化に伴って、0と-2との間を2回遷移する。そして、第1の信号S1は周波数ω1を有した正弦波信号で

$$\text{【数10】 } I_c = I_s \cdot \exp(V_{BE} / V_T)$$

【0053】これよりして、第1～第8のトランジスタ31～38の夫々についてのコレクタ電流Ic1(t), Ic2(t), Ic3(t), Ic4(t), Ic5(t), Ic6(t), Ic7(t)及びIc8(t)は、下記の数11によってあらわされる。

【0054】

$$\text{【数11】 } I_{c1}(t) = I_1(t) / [1 + \exp \{ -(V_1(t) - V_k) / V_T \}]$$

$$I_{c2}(t) = I_1(t) / [1 + \exp \{ (V_1(t) - V_k) / V_T \}]$$

$$I_{c3}(t) = I_2(t) / [1 + \exp \{ (V_1(t) + V_k) / V_T \}]$$

$$I_{c4}(t) = I_2(t) / [1 + \exp \{ -(V_1(t) + V_k) / V_T \}]$$

$$I_{c5}(t) = I_3(t) / [1 + \exp \{ -(V_1(t) - V_k) / V_T \}]$$

$$I_{c6}(t) = I_3(t) / [1 + \exp \{ (V_1(t) - V_k) / V_T \}]$$

$$I_{c7}(t) = I_4(t) / [1 + \exp \{ (V_1(t) + V_k) / V_T \}]$$

$$I_{c8}(t) = I_4(t) / [1 + \exp \{ -(V_1(t) + V_k) / V_T \}]$$

【0055】出力端子47Aには、コレクタ電流Ic1(t), Ic4(t), Ic6(t)及びIc7(t)の和が流れ、出力端子47Bには、コレクタ電流Ic2(t), Ic3(t), Ic5(t)及びIc8(t)の和が流れる。従って、一對の出力端子47A及び47Bに得られる差動出力電流Icd(t)は、下記の数12によりあらわされる。

【0056】

【数12】

あるので、関数F{V1(t), Vk}は、図3において実線により示される如くに、周波数ω1の2倍の周波数をもって変化する。

【0060】例えば、第1の信号S1の振幅v1が、オフセット電圧Vkの√2倍(v1=√2・Vk)に選定され、オフセット電圧VkがVTの2倍より十分に大であるようにされると、数13によってあらわされる関数F{V1(t), Vk}は、0と-2との間の値を繰り返しとることになる。そして、第2の信号S2は周波数ω2を有した正弦波信号であるので、数12によってあらわされる差動出力電流Icd(t)は、下記の数14に示されるフーリエ級数をもってあらわされる。

【0061】

【数 1 4】

$$\begin{aligned} I_{cd}(t) &= 2 \cdot g_m \\ &\cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n \cdot \pi/2) \cdot \cos(2 \cdot n \cdot \omega_1 \cdot t) \cdot 4/(n \cdot \pi) - 1 \right\} \\ &\cdot v_2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \\ &= v_2 \cdot g_m \\ &\cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n \cdot \pi/2) \cdot 4/(n \cdot \pi) \right. \\ &\quad \cdot [\cos \{ (2 \cdot n \cdot \omega_1 + \omega_2) \cdot t \} \\ &\quad \quad + \cos \{ (2 \cdot n \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t \}] \\ &\quad \quad \left. - 2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \right\} \end{aligned}$$

【0062】上記数 1 4 において、 $n=1$ とされるとき、差動出力電流 $I_{cd}(t)$ が、第 1 の信号 S_1 の周波数の 2 倍の周波数を有する信号と第 2 の信号 S_2 との乗算出力信号として、下記の数 1 5 に示される如くに得ら

れ、第 2 の信号 S_2 が帯域信号である場合には、そのベースバンド信号が乗算出力信号として得られる。

【0063】

【数 1 5】

$$\begin{aligned} I_{cd}(t) &= 8/\pi \cdot g_m \cdot v_2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_1 \cdot t) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \\ &= 4/\pi \cdot g_m \cdot v_2 \\ &\quad \cdot [\cos \{ (2 \cdot \omega_1 + \omega_2) \cdot t \} \\ &\quad \quad + \cos \{ (2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t \}] \\ &\quad \quad - 2 \cdot g_m \cdot v_2 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) \end{aligned}$$

【0064】上述の如くの図 1 に示される例は、開放スタブ及び短絡スタブのいずれも用いていず、差動対を成す複数のトランジスタ 3 1 ~ 3 8、直流電圧源 4 1 及び 4 2、電流源部 4 5 及び 4 6 等を含んで構成されているので、その全体の集積回路化に好適である。また、オフセット電圧 V_k がダイオードの順方向電圧とは無関係に設定され、ダイオードの順方向電圧に依存しないので、ダイオードの順方向電圧の温度変化により周波数変換利得が低下してしまうという問題は生じない。

【0065】

【実施例】図 4 は、本願の特許請求の範囲における請求項 1 から請求項 4 までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサ回路の一例についての具体構成例を示す。この図 4 に示される具体構成例は、図 1 に示される例における直流電圧源 4 1 及び 4 2 が、2 組の差動対を成すトランジスタを含む回路によって構成されたものに相当する。直流電圧源 4 1 及び 4 2 に対応する部分以外の部分は、図 1 に示される例と同様であり、それらについては、図 1 と共通の符号を付して示し、重複説明は省略する。

【0066】図 4 に示される具体構成例にあつては、エミッタが共通接続されて差動対を形成する NPN 形のトランジスタ 5 1 及び 5 2、共通接続されたトランジスタ 5 1 及び 5 2 の夫々のエミッタに接続された電流源 5 3、及び、トランジスタ 5 1 及び 5 2 の夫々のコレクタに接続された抵抗素子 5 4、5 5 及び 5 6 を含んで形成される電圧発生部 5 7 と、エミッタが共通接続されて差動対を形成する NPN 形のトランジスタ 6 1 及び 6 2、共通接続されたトランジスタ 6 1 及び 6 2 の夫々のエミ

ッタに接続された電流源 6 3、及び、トランジスタ 6 1 及び 6 2 の夫々のコレクタに接続された抵抗素子 6 4、6 5、6 6 及び 6 7 を含んで形成される電圧発生部 5 8 とが設けられている。そして、トランジスタ 5 1 及び 5 2 の各々のベース間、及び、トランジスタ 6 1 及び 6 2 の各々のベース間の夫々に、第 1 の信号 S_1 を発する信号源 4 0 が共通に接続されている。

【0067】トランジスタ 5 1、5 2、6 1 及び 6 2 の各々は、実質的に同等の特性を有したものとされ、また、電流源 5 3 及び 6 3 の夫々は共に実質的な定電流 I_o を発生する。抵抗素子 5 4、5 5、6 4 及び 6 5 の各々は、実質的に同一の抵抗値 R_o を有しており、また、抵抗素子 5 6 及び 6 6 の各々も、実質的に同一の抵抗値 R_o を有している。さらに、抵抗素子 6 7 は、抵抗値 R_k を有している。なお、図 4 に示される V_{cc} は、電源電圧である。

【0068】このようなもつとで、第 1 の差動対を形成する第 1 及び第 2 のトランジスタ 3 1 及び 3 2 の各々のベース間、及び、第 3 の差動対を形成する第 5 及び第 6 のトランジスタ 3 5 及び 3 6 の各々のベース間には、それらに対して共通に、トランジスタ 5 2 のコレクタとトランジスタ 6 1 のコレクタとの間に得られる電圧が供給される。また、第 2 の差動対を形成する第 3 及び第 4 のトランジスタ 3 3 及び 3 4 の各々のベース間、及び、第 4 の差動対を形成する第 7 及び第 8 のトランジスタ 3 7 及び 3 8 の各々のベース間には、それらに対して共通に、トランジスタ 5 1 のコレクタとトランジスタ 6 2 のコレクタとの間に得られる電圧が供給される。

【0069】トランジスタ 5 2 のコレクタとトランジスタ

タ 6 1 のコレクタとの間に得られる電圧は、信号源 4 0 から発せられる第 1 の信号 S 1 の電圧 $V_1(t)$ に基づく電圧 $V_1'(t)$ からオフセット電圧 V_k' が減じられて得られる電圧であり、トランジスタ 5 1 のコレクタとトランジスタ 6 2 のコレクタとの間に得られる電圧は、信号源 4 0 から発せられる第 1 の信号 S 1 の電圧 $V_1(t)$ に基づく電圧 $V_1'(t)$ にオフセット電圧 V_k' が加えられて得られる電圧である。ここで、電圧 $V_1'(t)$ は、電圧 $V_1(t)$ に比例した電圧であって、下記の数 1 6 によってあらわされ、また、オフセット電圧 V_k' は、下記の数 1 7 によってあらわされる。

【0070】

【数 1 6】 $V_1'(t) = V_1(t) \cdot (R_c \cdot I_o) / (2 \cdot V_T)$

【0071】

【数 1 7】 $V_k' = R_k \cdot I_o$

【0072】このように、図 4 に示される具体構成例にあっては、第 1 の差動対を形成する第 1 及び第 2 のトランジスタ 3 1 及び 3 2 の各々のベース間、及び、第 3 の差動対を形成する第 5 及び第 6 のトランジスタ 3 5 及び 3 6 の各々のベース間には、それらに対して共通に、数 1 6 によってあらわされる電圧 $V_1'(t)$ から数 1 7 によってあらわされるオフセット電圧 V_k' が減じられて得られる電圧が供給され、また、第 2 の差動対を形成する第 3 及び第 4 のトランジスタ 3 3 及び 3 4 の各々のベース間、及び、第 4 の差動対を形成する第 7 及び第 8 のトランジスタ 3 7 及び 3 8 の各々のベース間には、それらに対して共通に、数 1 6 によってあらわされる電圧 $V_1'(t)$ に数 1 7 によってあらわされるオフセット電圧 V_k' が加えられて得られる電圧が供給される。

【0073】従って、図 4 に示される具体構成例にあっても、第 1 の差動対を形成する第 1 及び第 2 のトランジスタ 3 1 及び 3 2 の各々のベース間、及び、第 3 の差動対を形成する第 5 及び第 6 のトランジスタ 3 5 及び 3 6 の各々のベース間には、実質的に、信号源 4 0 が発する第 1 の信号 S 1 の電圧 $V_1(t)$ から所定のオフセット電圧が減じられて得られる電圧が供給されるとともに、第 2 の差動対を形成する第 3 及び第 4 のトランジスタ 3 3 及び 3 4 の各々のベース間、及び、第 4 の差動対を形成する第 7 及び第 8 のトランジスタ 3 7 及び 3 8 の各々のベース間には、実質的に、信号源 4 0 が発する第 1 の信号 S 1 の電圧 $V_1(t)$ に所定のオフセット電圧が加えられて得られる電圧が供給されることになる。それゆえ、図 4 に示される具体構成例に備えられた、第 1 ～第 4 の差動対を形成する第 1 ～第 8 のトランジスタ 3 1 ～3 8、及び、電流源部 4 5 及び 4 6 を含んで構成される部分も、図 1 に示される例の場合と同様な動作を行う。

【0074】なお、図 4 に示される具体構成例が、実際に使用されるに際しては、図 1 に示される例についての説明において述べられたことからして、電圧 $V_1'(t)$

の振幅がオフセット電圧 V_k' の $\sqrt{2}$ 倍に選定され、かつ、オフセット電圧 V_k' が、例えば、 V_T の 4 倍以上とされることが望ましい。

【0075】

【発明の効果】以上の説明から明らかな如く、本願の特許請求の範囲における請求項 1 から請求項 4 までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサ回路にあっては、第 1 の信号が所定のオフセット電圧を伴って供給されるとともに第 2 の信号が供給されて、一对の出力端子に、第 1 の信号の周波数の 2 倍の周波数を有した信号と第 2 の信号との乗算出力信号が得られることになり、その際、第 1 の信号が、第 1 の差動対を形成する第 1 及び第 2 のトランジスタの共通接続されたエミッタ、第 2 の差動対を形成する第 3 及び第 4 のトランジスタの共通接続されたエミッタ、第 3 の差動対を形成する第 5 及び第 6 のトランジスタの共通接続されたエミッタ、及び、第 4 の差動対を形成する第 7 及び第 8 のトランジスタの共通接続されたエミッタを夫々流れる電流を変調する事態は生じないことになり、第 1 ～第 4 の作動対において自己検波による干渉が生じるという問題はない。

【0076】そして、本願の特許請求の範囲における請求項 1 から請求項 4 までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサ回路は、開放スタブ及び短絡スタブのいずれも備える必要がないので、その全体の集積回路化に好適であるとともに、所定のオフセット電圧はダイオードの順方向電圧とは無関係に設定されて、ダイオードの順方向電圧に依存しないので、ダイオードの順方向電圧の温度変化により周波数変換利得が低下してしまうという問題を回避できるものとなる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本願の特許請求の範囲における請求項 1 から請求項 4 までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサ回路の一例を示す回路接続図である。

【図 2】図 1 に示される例の動作説明に供される特性図である。

【図 3】図 1 に示される例の動作説明に供される特性図である。

【図 4】本願の特許請求の範囲における請求項 1 から請求項 4 までのいずれかに記載された発明に係る高調波ミキサ回路の一例についての具体構成例を示す回路接続図である。

【図 5】従来提案されている高調波ミキサ回路を示す回路接続図である。

【図 6】図 5 に示される高調波ミキサ回路の説明に供される等価回路接続図である。

【図 7】図 5 に示される高調波ミキサ回路の動作説明に供される特性図である。

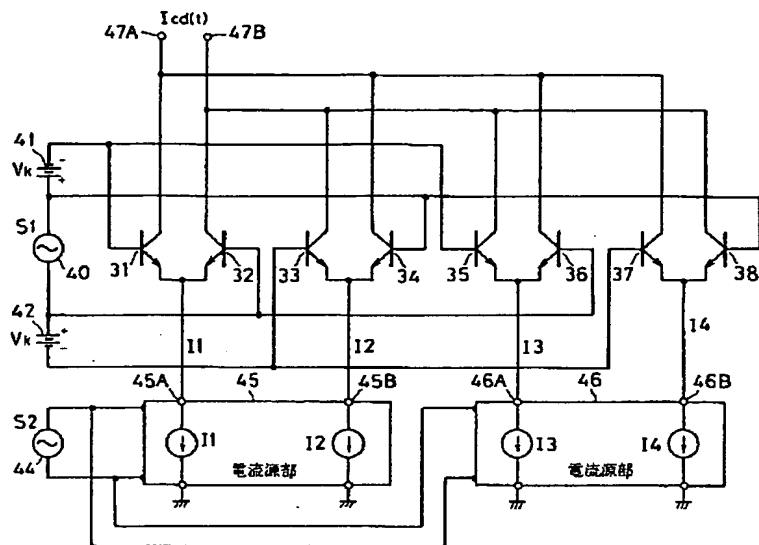
【図 8】図 5 に示される高調波ミキサ回路の動作説明に供される特性図である。

【符号の説明】

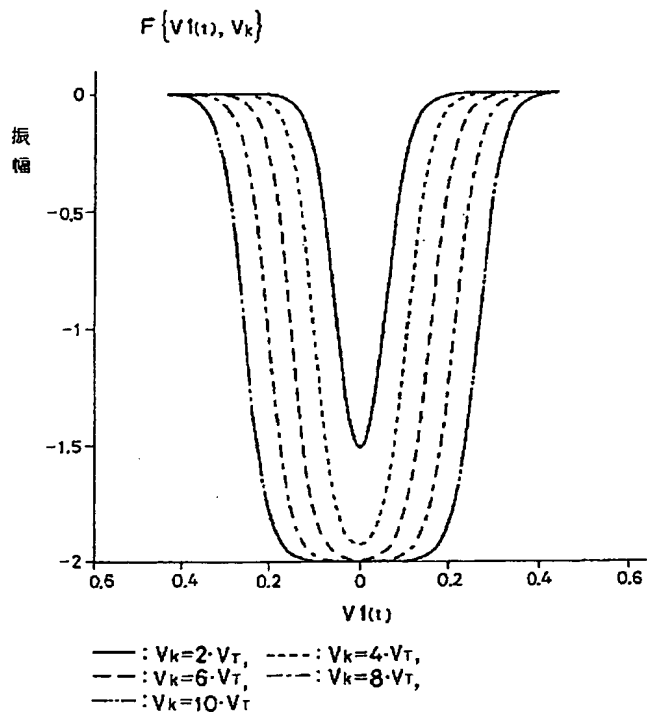
31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 5
1, 52, 61, 62 トランジスタ 40, 44
信号源 41, 42 直流電源 45, 46

電流源部 47A, 47B 出力端子 53,
63 電流源 54, 55, 56, 64, 65, 66, 6
7 抵抗素子 57, 58 電圧発生部

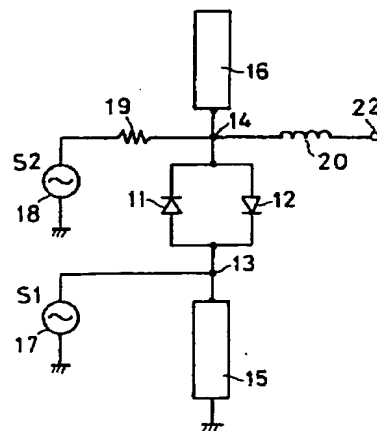
【図1】



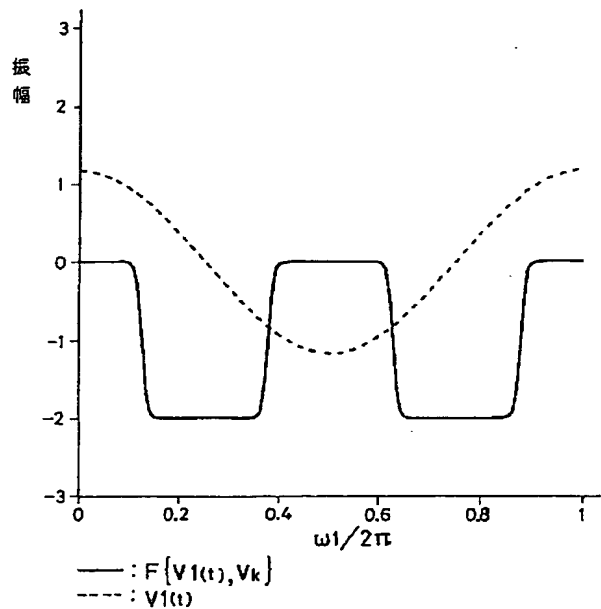
【図2】



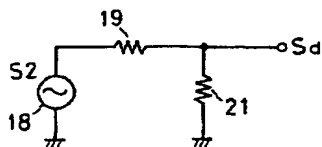
【図5】



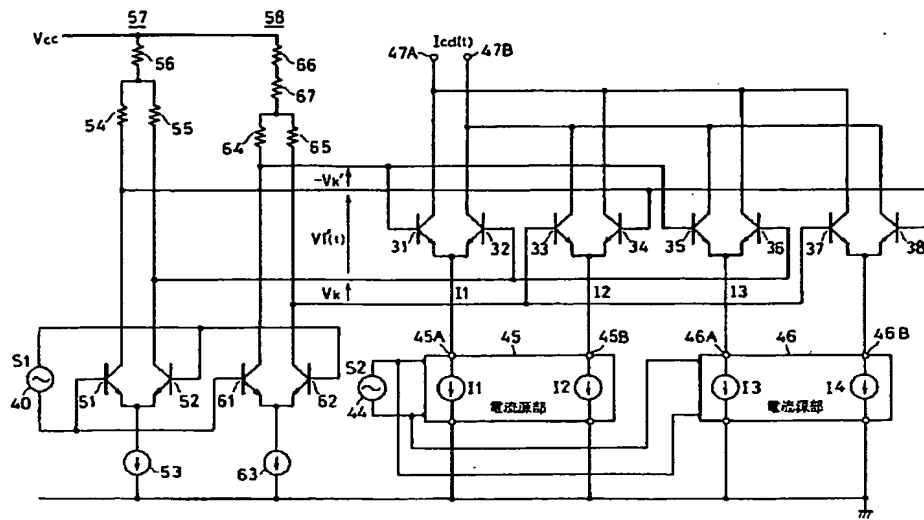
【図3】



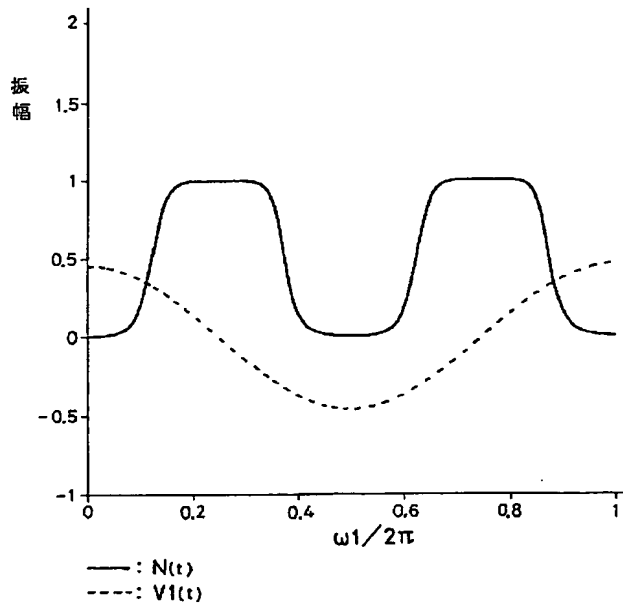
【図6】



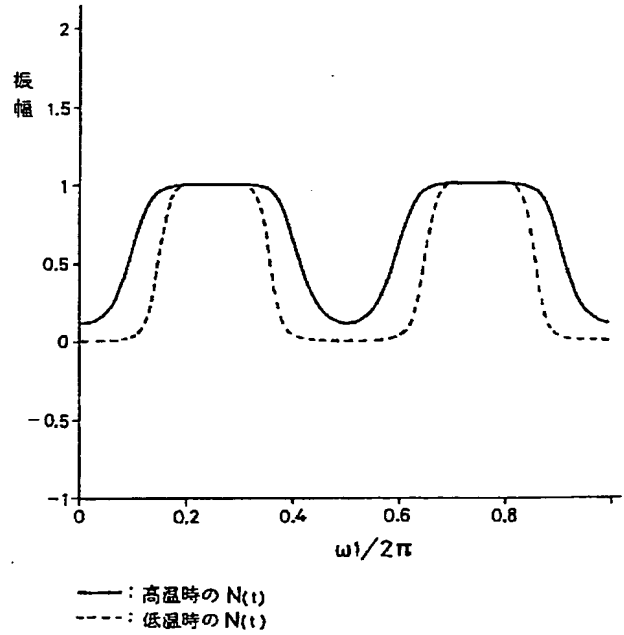
【図4】



【図7】



【図8】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.